

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-304697

(43)Date of publication of application : 24.10.2003

(51)Int.Cl.

H02P 6/08

B62D 5/04

B62D 6/00

// B62D101:00

B62D119:00

B62D137:00

(21)Application number : 2002-106862

(71)Applicant : KOYO SEIKO CO LTD

(22)Date of filing : 09.04.2002

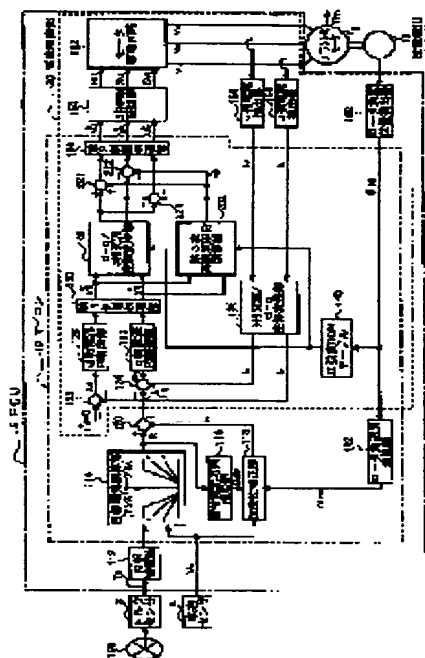
(72)Inventor : SAKAMAKI MASAHIKO

(54) MOTOR-DRIVEN POWER STEERING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable a power source voltage to be utilized to the maximum limit, in driving a brushless motor.

SOLUTION: A first limit processing unit 230 limits d-axis, q-axis voltage command values v^*d , v^*q calculated by a proportional integration control calculation based on d-, q-axis current deviations ed , eq so that the amplitude v^*m of a fundamental wave component of each phase voltage command value becomes $v^*m \leq E_d/\sqrt{3}$ (E_d is a power source voltage). A d-q/three-phase AC coordinate converter 132 converts the voltage command values v^*d , v^*q after being limited into phase voltage command values (fundamental wave components). A tertiary harmonic component calculation unit 202 calculates a tertiary harmonic component v^*3 of $1/6$ of the fundamental component amplitude v^*m in amplitude from the voltage command values v^*d , v^*q after the limit and a sine value $\sin 3\theta_{re}$ ($3\theta_{re}$ is the electrical angle). Adders 221, 222 and the like add the component v^*3 to each phase voltage command value (fundamental component), to generate the command values v^*u , v^*v , v^*w which correspond to the phase voltages to be applied to a motor 6.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

04.10.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2003-304697
(P2003-304697A)

(43)公開日 平成15年10月24日(2003. 10. 24)

(51)IntCl. ⁷	識別記号	F I	テマコード*(参考)
H 0 2 P 6/08		B 6 2 D 5/04	3 D 0 3 2
B 6 2 D 5/04		6/00	3 D 0 3 3
6/00		101: 00	5 H 5 6 0
// B 6 2 D 101: 00		119: 00	
119: 00		137: 00	
審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 16 頁) 最終頁に続く			

(21)出願番号 特願2002-106862(P2002-106862)

(22)出願日 平成14年4月9日(2002. 4. 9)

(71)出願人 000001247

光洋精工株式会社

大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号

(72)発明者 酒巻 正彦

大阪府大阪市中央区南船場三丁目5番8号

光洋精工株式会社内

(74)代理人 100104695

弁理士 島田 明宏

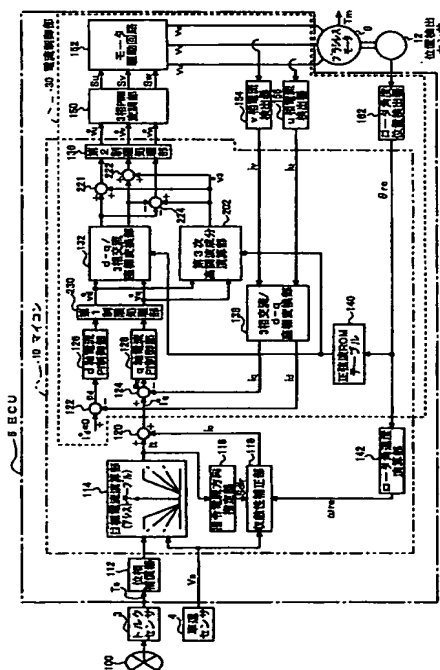
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電動パワーステアリング装置

(57)【要約】

【課題】 電動パワーステアリング装置におけるブラシレスモータの駆動において電源電圧を最大限まで利用できるようにする。

【解決手段】 第1制限処理部230は、d、q軸電流偏差 e_d 、 e_q に基づく比例積分制御演算によって算出されたd軸、q軸電圧指令値 v^*_d 、 v^*_q を、各相電圧指令値の基本波成分の振幅 v^*_m が $v^*_m \leq E_d/\sqrt{3}$ (E_d は電源電圧)となるように制限する。d-q/3相交流座標変換部132は、制限後の電圧指令値 v^*_d 、 v^*_q を相電圧指令値(基本波成分)に変換する。第3次高調波成分演算部202は、制限後の電圧指令値 v^*_d 、 v^*_q と正弦波値 $\sin 3\theta_{re}$ (θ_{re} は電気角)から、振幅が基本波成分振幅 v^*_m の1/6である第3次高調波成分 v^*_3 を算出する。加算器221、222等は、第3次高調波成分 v^*_3 を各相電圧指令値(基本波成分)に加算することにより、モータ6に印加すべき相電圧に対応する指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w を生成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 車両操舵のための操作手段に加えられる操舵トルクに応じてブラシレスモータに相電圧を印加して当該ブラシレスモータを駆動することにより、当該車両のステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置であって、

前記ブラシレスモータに印加すべき各相電圧の値を正弦波状の相電圧指令値として算出する制御演算手段と、前記制御演算手段により算出される各相電圧指令値を表す正弦波の振幅を、前記ブラシレスモータを駆動するための電源電圧 E_d 以下に制限する振幅制限手段と、前記電源電圧 E_d に基づき、前記振幅制限手段によって振幅が制限されている前記各相電圧指令値を、中性点を 0 としたとき $-E_d/2$ 以上で $E_d/2$ 以下の範囲に制限するリミッタ処理を前記各相電圧指令値に施すリミッタ手段と、

前記リミッタ処理後の前記各相電圧指令値に応じた各相電圧を前記ブラシレスモータに印加するモータ駆動手段とを備えることを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項 2】 車両操舵のための操作手段に加えられる操舵トルクに応じてブラシレスモータに相電圧を印加して当該ブラシレスモータを駆動することにより、当該車両のステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置であって、

前記ブラシレスモータに印加すべき各相電圧の値を、基本正弦波に第 3 次高調波を重畳した波形の相電圧指令値として算出する制御演算手段と、

前記制御演算手段により算出される各相電圧指令値に応じた各相電圧を前記ブラシレスモータに印加するモータ駆動手段とを備えることを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項 3】 前記制御演算手段は、前記ブラシレスモータに印加すべき各相電圧における基本波成分の値を基本波相電圧指令値として算出する基本波成分演算手段と、

前記基本波相電圧指令値を表す正弦波に対する高調波成分であって当該正弦波の振幅の $1/6$ の振幅を有する第 3 次高調波成分を算出する高調波成分演算手段と、

前記基本波相電圧指令値に前記第 3 次高調波成分を加算することにより前記各相電圧指令値を算出する加算手段とを含むことを特徴とする、請求項 2 に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 4】 前記基本波成分演算手段は、前記ブラシレスモータにおける回転界磁の磁束方向である d 軸と当該 d 軸に直交する q 軸とからなる回転座標系である d-q 座標を導入し、前記ブラシレスモータに印

加すべき電圧の値を当該 d-q 座標で表現した d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を、前記操舵トルクに応じて決まる目標電流値と前記ブラシレスモータに流れる電流の検出値との偏差に基づき算出する d 軸および q 軸電流制御演算手段と、

前記 d 軸電圧指令値および前記 q 軸電圧指令値を前記ブラシレスモータの各相の電圧値に変換することにより前記基本波相電圧指令値を生成する座標変換手段とを含み、

10 前記高調波成分演算手段は、下記の式により前記第 3 次高調波成分 $v^*_{\alpha 3}$ を算出することを特徴とする、請求項 3 に記載の電動パワーステアリング装置：

$$v^*_{\alpha 3} = -(1/6)\sqrt{(2/3)} \left[\{-v^*_q + 4v^*_d^2 v^*_q / (v^*_d^2 + v^*_q^2)\} \sin 3\theta_{re} + \{-v^*_d + 4v^*_d v^*_q^2 / (v^*_d^2 + v^*_q^2)\} \cos 3\theta_{re} \right]$$

ここで、 v^*_d は前記 d 軸電圧指令値であり、 v^*_q は前記 q 軸電圧指令値であり、 θ_{re} は前記回転界磁の回転位置を示す電気角である。

【請求項 5】 前記制御演算手段は、前記基本波相電圧指令値を表す正弦波の振幅を、前記ブラシレスモータを駆動するための電源電圧の $1/\sqrt{3}$ 以下に制限する振幅制限手段を更に含むことを特徴とする、請求項 3 または 4 に記載の電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ブラシレスモータによって車両のステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置に関する。

【0002】

30 【従来の技術】 従来から、運転者がハンドル（ステアリングホイール）に加える操舵トルクに応じて電動モータを駆動することによりステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置が用いられている。

【0003】 このような電動パワーステアリング装置において使用される電動モータとして、従来はブラシモータが多く用いられてきたが、近年は信頼性及び耐久性の向上や慣性の低減等の観点からブラシレスモータも使用されている。このブラシレスモータについては、以下のようにして正弦波電流によるフィードバック制御が行われる。

【0004】 ブラシレスモータは、通常、永久磁石からなる界磁としてのロータ（以下「回転界磁」ともいう）と U 相、V 相および W 相の 3 相コイルからなるステータとから構成され、操舵トルクに応じて設定される目標電流値を I^* とすれば、各相のコイルに流すべき電流の指令値は次式で表される。

$$i^*_u = I^* \sin \theta_{re} \quad \dots (1a)$$

$$i^*_v = I^* \sin(\theta_{re} - 2\pi/3) \quad \dots (1b)$$

$$i^*_w = I^* \sin(\theta_{re} - 4\pi/3) = -i^*_u - i^*_v \quad \dots (1c)$$

ここで、 i^*u はu相電流指令値、 i^*v はv相電流指令値、 i^*w はw相電流指令値であり、 θ_{re} は、図8に示すようにu相コイルを基準として時計回りにとった回転界磁の角度（「電気角」と呼ばれる）である。

【0005】ブラシレスモータに印加すべき電圧の指令値は、目標電流値とモータ電流の検出値との偏差に基づく制御演算によって算出されるが、位相遅れを低減するために、この制御演算ではd-q座標で電流指令値が表現され、d軸およびq軸電流指令値に基づき電圧指令値が算出される。ここで、d-q座標は、永久磁石からなる回転界磁（ロータ）と同期して回転する回転座標系であって、回転界磁の磁束方向をd軸とし、d軸と直交する方向をq軸とする。上記各相の電流指令値 i^*u 、 i^*v 、 i^*w

$$i_d = \sqrt{2} \{ i_v \sin \theta_{re} - i_u \sin(\theta_{re} - 2\pi/3) \} \quad \cdots (3a)$$

$$i_q = \sqrt{2} \{ i_v \cos \theta_{re} - i_u \cos(\theta_{re} - 2\pi/3) \} \quad \cdots (3b)$$

ここで、 i_u はu相電流検出値、 i_v はv相電流検出値であり、 θ_{re} は上記電気角である。

【0008】上記制御演算では、このようにして算出されたd軸電流の指令値 i^*d および検出値 i_d とq軸電流の指令値 i^*q および検出値 i_q とに基づき、ブラシレスモータに対するフィードバック制御のためのd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q が次の演算（以下「PI制御演算」という）により算出される。

$$v^*d = K_p \{ e_d + (1/T_i) \int e_d dt \} \quad \cdots (4a)$$

$$v^*q = K_p \{ e_q + (1/T_i) \int e_q dt \} \quad \cdots (4b)$$

$$e_d = i^*d - i_d \quad \cdots (4c) \quad *$$

$$v^*u = \sqrt{2/3} \{ v^*d \cos \theta_{re} - v^*q \sin \theta_{re} \} \quad \cdots (5a)$$

$$v^*v = \sqrt{2/3} \{ v^*d \cos(\theta_{re} - 2\pi/3) - v^*q \sin(\theta_{re} - 2\pi/3) \} \quad \cdots (5b)$$

$$v^*w = -v^*u - v^*v \quad \cdots (5c)$$

【0010】このようにしてu相電圧指令値 v^*u 、v相電圧指令値 v^*v 、w相電圧指令値 v^*w が得られると、それらの相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に応じたデューティ比のPWM信号が生成され、それらのPWM信号のデューティ比に応じてオン/オフするパワートランジスタを用いて構成されるモータ駆動回路により、それらのデューティ比に応じたu相、v相およびw相電圧がブラシレスモータに印加される。

【0011】上記のような制御系において、ブラシレスモータが高回転で高負荷の状態であるときには、制御系の操作量である電圧指令値が大きくなるが、実際には電源電圧の制限を受けるため、電圧指令値を制限する必要がある。以下、この点につき説明する。

【0012】上記式(5a)～(5c)を変形すると、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w を下記のように表現することができる。

$$v^*u = -v^*m \sin(\theta_{re} + \phi) \quad \cdots (6a) \quad \star$$

$$v^*uv = v^*u - v^*v = -(\sqrt{3}/2) E_d \sin(\theta_{re} + \pi/6 + \phi) \quad \cdots (9a)$$

$$v^*vw = v^*v - v^*w = -(\sqrt{3}/2) E_d \sin(\theta_{re} - \pi/2 + \phi) \quad \cdots (9b)$$

$$v^*wu = v^*w - v^*u = -(\sqrt{3}/2) E_d \sin(\theta_{re} + 5\pi/6 + \phi) \quad \cdots (9c)$$

であって、例えば図9(b)に示すような波形となり、これらの振幅はいずれも $(\sqrt{3}/2) E_d$ である。このため、

* i^*v 、 i^*w は交流であるが、このd-q座標によれば電流指令値が直流となる。

【0006】上記式(1a)～(1c)で表現される各相の電流指令値をd-q座標で表すと次のようになる。

$$i^*d = 0 \quad \cdots (2a)$$

$$i^*q = -\sqrt{3/2} I^* \quad \cdots (2b)$$

ここで、 i^*d はd軸電流指令値、 i^*q はq軸電流指令値である。

【0007】一方、モータ電流については、電流検出器でu相電流およびv相電流が検出されると、その検出結果からd軸電流検出値 i_d およびq軸電流検出値 i_q が次式により算出される。

$$* e_q = i^*q - i_q \quad \cdots (4d)$$

ここで、 e_d はd軸電流における指令値と検出値との偏差（以下「d軸電流偏差」という）であり、 e_q はq軸電流における指令値と検出値との偏差（以下「q軸電流偏差」という）であり、 K_p は比例ゲインであり、 T_i は積分時間である。

【0009】上記のd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q をu相、v相、w相の電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に変換すると、すなわち電圧指令値をd-q座標から3相交流座標へ変換すると、次式が得られる。

$$30 \star v^*v = -v^*m \sin(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) \quad \cdots (6b)$$

$$v^*w = -v^*m \sin(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) \quad \cdots (6c)$$

$$v^*m = \sqrt{2/3} \sqrt{(v^*d)^2 + (-v^*q)^2} \quad \cdots (6d)$$

ここで、 $v^*q \neq 0$ のとき $\phi = \tan^{-1} \{ v^*d / (-v^*q) \}$ であり、 $v^*q = 0$ のとき $\phi = -\pi/2$ である。

【0013】いま、各相電圧指令値の波形が常に正弦波になるようにするために、各相電圧指令値の振幅 v^*m を $v^*m \leq E_d/2$ $\cdots (7)$

に制限する。ここで、 E_d は電源電圧である。このとき、最大振幅時の各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w は、

$$40 v^*u = -(E_d/2) \sin(\theta_{re} + \phi) \quad \cdots (8a)$$

$$v^*v = -(E_d/2) \sin(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) \quad \cdots (8b)$$

$$v^*w = -(E_d/2) \sin(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) \quad \cdots (8c)$$

であって、例えば図9(a)に示すような波形となる。したがって、各相u、v、wの相間電圧 v^*uv 、 v^*vw 、 v^*wu は、

電源電圧を最大限すなわち $E_d/2 - (-E_d/2) = E_d$ まで利用することができない。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】 ブラシレスモータを使用した従来の電動パワーステアリング装置では、モータが一定速度で回転している場合には、回転界磁の角度（電気角） θ_{re} に対して正弦波状の相電流が流れるように制御されるので、モータに印加すべき各相電圧（相電圧指令値）も正弦波状となる。しかし、モータへの印加電圧は電源電圧 E_d によって制約を受けるので、各相電圧指令値が常に正弦波状になるようにしようとすると、上記のように、各相電圧指令値の振幅 v^*_a の最大値が $E_d/2$ となり、相間電圧の振幅の最大値は $(\sqrt{3}/2) E_d$ となる。すなわち、ブラシレスモータを使用した従来の電動パワーステアリング装置では、モータの駆動において電源電圧を最大限 E_d まで利用することができないという問題があった。

【0015】そこで、本発明では、ブラシレスモータが使用される電動パワーステアリング装置であって、そのブラシレスモータの駆動において電源電圧を最大限まで利用することができる電動パワーステアリング装置を提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段および発明の効果】 第1の発明は、車両操舵のための操作手段に加えられる操舵トルクに応じてブラシレスモータに相電圧を印加して当該ブラシレスモータを駆動することにより、当該車両のステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置であって、前記ブラシレスモータに印加すべき各相電圧の値を正弦波状の相電圧指令値として算出する制御演算手段と、前記制御演算手段により算出される各相電圧指令値を表す正弦波の振幅を、前記ブラシレスモータを駆動するための電源電圧 E_d 以下に制限する振幅制限手段と、前記電源電圧 E_d に基づき、前記振幅制限手段によって振幅が制限されている前記各相電圧指令値を、中性点を0としたとき $-E_d/2$ 以上で $E_d/2$ 以下の範囲に制限するリミット処理を前記各相電圧指令値に施すリミット手段と、前記リミット処理後の前記各相電圧指令値に応じた各相電圧を前記ブラシレスモータに印加するモータ駆動手段とを備えることを特徴とする。

【0017】このような第1の発明によれば、振幅が電源電圧 E_d 以下の正弦波状の相電圧指令値が算出された後、その各相電圧指令値を $-E_d/2$ 以上で $E_d/2$ 以下の範囲に制限するリミット処理が施されるので、ブラシレスモータが高回転で高負荷の状態であるときには、各相電圧指令値は台形波状となる。ただし、異なる相の電圧指令値が同一の値となる期間が生じることはない。これにより、従来に比べてモータ出力が増大し、大きな操舵補助力が得られる。また、この場合、相間電圧（線間電圧）の振幅の最大値は電源電圧に等しくなるので、本

発明によれば、ブラシレスモータの駆動において電源電圧を最大限まで利用することができることになる。

【0018】第2の発明は、車両操舵のための操作手段に加えられる操舵トルクに応じてブラシレスモータに相電圧を印加して当該ブラシレスモータを駆動することにより、当該車両のステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置であって、前記ブラシレスモータに印加すべき各相電圧の値を、基本正弦波に第3次高調波を重畳した波形の相電圧指令値として算出する制御演算手段と、前記制御演算手段により算出される各相電圧指令値に応じた各相電圧を前記ブラシレスモータに印加するモータ駆動手段とを備えることを特徴とする。

【0019】このような第2の発明によれば、基本正弦波に第3次高調波を重畳した波形の相電圧指令値が算出されることにより、各相電圧指令値の絶対値を電源電圧の $1/2$ 以下に抑えつつ各相電圧指令値における基本波成分（基本正弦波）の振幅を従来よりも大きくすることができるので、ブラシレスモータの駆動において電源電圧の利用効率を向上させることができる。また、3相ブラシレスモータの場合、第3次高調波は線間電圧には現れず、モータ電流に高調波成分が含まれないので、上記第1の発明に比べ、トルクリップルや振動の発生を抑えることができる。

【0020】第3の発明は、第2の発明において、前記制御演算手段は、前記ブラシレスモータに印加すべき各相電圧における基本波成分の値を基本波相電圧指令値として算出する基本波成分演算手段と、前記基本波相電圧指令値を表す正弦波に対する高調波成分であって当該正弦波の振幅の $1/6$ の振幅を有する第3次高調波成分を算出する高調波成分演算手段と、前記基本波相電圧指令値に前記第3次高調波成分を加算することにより前記各相電圧指令値を算出する加算手段とを含むことを特徴とする。

【0021】このような第3の発明によれば、基本正弦波に対しその基本正弦波の振幅の $1/6$ の振幅の第3次高調波が重畳された波形の相電圧指令値が算出され、その相電圧指令値に応じた相電圧がブラシレスモータに印加される。これにより、各相電圧指令値を歪ませることなく、各相電圧指令値に含まれる基本波成分（基本正弦波）の振幅や線間電圧の振幅を大きくすることができる。

【0022】第4の発明は、第3の発明において、前記基本波成分演算手段は、前記ブラシレスモータにおける回転界磁の磁束方向である d 軸と当該 d 軸に直交する q 軸とからなる回転座標系である $d-q$ 座標を導入し、前記ブラシレスモータに印加すべき電圧の値を当該 $d-q$ 座標で表現した d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を、前記操舵トルクに応じて決まる目標電流値と前記ブラシレスモータに流れる電流の検出値との偏差に基づき

算出する d 軸および q 軸電流制御演算手段と、前記 d 軸電圧指令値および前記 q 軸電圧指令値を前記ブラシレスモータの各相の電圧値に変換することにより前記基本波相電圧指令値を生成する座標変換手段とを含み、前記高調波成分演算手段は、下記の式により前記第 3 次高調波成分 v^*_{3s} を算出することを特徴とする：

$$v^*_{3s} = -(1/6)\sqrt{(2/3)} \left[\{-v^*_{qs} + 4v^*_{ds}v^*_{qs}/(v^*_{ds}{}^2 + v^*_{qs}{}^2)\} \sin 3\theta_{re} + \{-v^*_{ds} + 4v^*_{ds}v^*_{qs}/(v^*_{ds}{}^2 + v^*_{qs}{}^2)\} \cos 3\theta_{re} \right]$$

ここで、 v^*_{ds} は前記 d 軸電圧指令値であり、 v^*_{qs} は前記 q 軸電圧指令値であり、 θ_{re} は前記回転界磁の回転位置を示す電気角である。

【0023】このような第 4 の発明によれば、d-q 軸座標に基づく電流制御において、基本波相電圧指令値に重畳すべき第 3 次高調波成分を例えば四則演算と正弦波 ROM テーブルの参照とによって求めることができるので、第 3 次高調波成分 v^*_{3s} の算出による演算負荷を小さくすることができる。

【0024】第 5 の発明は、第 3 または第 4 の発明において、前記制御演算手段は、前記基本波相電圧指令値を表す正弦波の振幅を、前記ブラシレスモータを駆動するための電源電圧の $1/\sqrt{3}$ 以下に制限する振幅制限手段を更に含むことを特徴とする。

【0025】このような第 5 の発明によれば、基本波相電圧指令値の振幅が電源電圧の $1/\sqrt{3}$ に制限されることにより、ブラシレスモータが高回転で高負荷の状態となっても各相電圧指令値を歪ませることなく、電源電圧を最大限まで利用することができる。また、線間電圧には高調波成分が含まれないことから、モータ電流にも高調波成分は含まれないので、トルクリプルや振動の発生が抑えられる。

【0026】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照して本発明の実施形態について説明する。

< 1. 第 1 の実施形態 >

< 1.1 全体構成 > 図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る電動パワーステアリング装置の構成を、それに関連する車両構成と共に示す概略図である。この電動パワーステアリング装置は、操舵のための操作手段としてのハンドル（ステアリングホイール）100 に一端が固着されるステアリングシャフト 102 と、そのステアリングシャフト 102 の他端に連結されたラックピニオン機構 104 と、ハンドル 100 の操作によってステアリングシャフト 102 に加えられる操舵トルクを検出するトルクセンサ 3 と、ハンドル操作（操舵操作）における運転者の負荷を軽減するための操舵補助力を発生させるブラシレスモータ 6 と、その操舵補助力をラック軸に伝達するボールねじ駆動部 11 と、ブラシレスモータ 6 のロータの回転位置を検出するレゾルバ等の位置検出センサ 12 と、車載バッテリー 8 からイグニションスイッチ 9 を

介して電源の供給を受け、トルクセンサ 3 や車速センサ 4、位置検出センサ 12 からのセンサ信号に基づきモータ 6 の駆動を制御する電子制御ユニット（ECU）5 とを備えている。このような電動パワーステアリング装置を搭載した車両において運転者がハンドル 100 を操作すると、トルクセンサ 3 は、その操作による操舵トルクを検出し、操舵トルクを示す操舵トルク信号 T_s を出力する。一方、車速センサ 4 は、車両の速度（車速）を検出し、車速を示す車速信号 V_s を出力する。制御装置としての ECU 5 は、それら操舵トルク信号 T_s および車速信号 V_s と、位置検出センサ 12 によって検出されるロータの回転位置とに基づいて、モータ 6 を駆動する。これによりモータ 6 は操舵補助力を発生し、この操舵補助力がボールねじ駆動部 11 を介してラック軸に加えられることにより、操舵操作における運転者の負荷が軽減される。すなわち、ハンドル操作によって加えられる操舵トルクによる操舵力とモータ 6 の発生する操舵補助力との和によって、ラック軸が往復運動を行う。ラック軸の両端はタイロッドおよびナックルアームから成る連結部材 106 を介して車輪 108 に連結されており、ラック軸の往復運動に応じて車輪 108 の向きが変わる。

【0027】< 1.2 制御装置の構成 > 図 2 は、上記電動パワーステアリング装置における制御装置である ECU 5 の構成を示すブロック図である。この ECU 5 は、位相補償器 112 とマイクロコンピュータ（以下「マイコン」と略記する）10 とモータ駆動部とから構成される。マイコン 10 は、その内部のメモリに格納された所定のプログラムを実行することにより、目標電流演算部 114 と指令電流方向指定部 116 と収斂性補正部 118 と加算器 120 と減算器 122、124 と d 軸電流 P_i 制御部 126 と q 軸電流 P_i 制御部 128 と第 1 制限処理部 130 と d-q/3 相交流座標変換部 132 と符号反転加算器 134 と第 2 制限処理部 136 と 3 相交流/d-q 座標変換部 138 と正弦波 ROM テーブル 140 とロータ角速度演算部 142 とからなるモータ制御部として機能する。モータ駆動部は、モータ制御部としてのマイコン 10 から出力される電圧指令値に基づき、u 相、v 相および w 相からなる 3 相のブラシレスモータ 6 を駆動するハードウェア（回路）であって、3 相 PWM 変調部 150 と、モータ駆動回路 152 と、u 相電流検出器 156 と、v 相電流検出器 154 と、ロータ角度位置検出器 162 とから構成される。

【0028】本実施形態では、ハンドル 100 の操作によってステアリングシャフト 102 に加えられる操舵トルクがトルクセンサ 3 によって検出され、トルクセンサ 3 から出力される操舵トルク信号 T_s が上記構成の ECU 5 に入力されると共に、車速が車速センサ 4 によって検出され、車速センサ 4 から出力される車速信号 V_s も ECU 5 に入力される。ECU 5 では、入力された操舵トルク信号 T_s に対して位相補償器 112 により位相補

償が施され、その位相補償後の信号は、目標電流演算部 114 に入力される。一方、車速センサ 4 から出力される車速信号 V_s は、ECU 5 における目標電流演算部 114 と収斂性補正部 118 とに入力される。また、モータ 6 に取り付けられた位置検出センサ 12 から出力されるセンサ信号 S_r が、ECU 5 におけるロータ角度位置検出器 162 に入力され、ロータ角度位置検出器 162 は、モータ 6 のロータである回転界磁（永久磁石）の回転位置すなわち電気角 θ_{re} を示す信号を出力する（図 8 参照）。この電気角 θ_{re} を示す信号は、正弦波 ROM テーブル 140 とロータ角速度演算部 142 とに入力される。

【0029】目標電流演算部 114 は、上記操舵トルク信号 T_s と上記車速信号 V_s とに基づき、モータ 6 に供給すべき電流の値である目標電流値 I_t を算出する。具体的には、適切な操舵補助力を発生させるためにモータ 6 に供給すべき目標電流の値と操舵トルクとの関係を車速をパラメータとして示すテーブル（「アシストテーブル」と呼ばれる）が目標電流演算部 114 内に予め保持されており、目標電流演算部 114 は、このアシストテーブルを参照して目標電流値 I_t を設定する。ただし、この目標電流値 I_t は、既述の式（2b）で表される q 軸電流に相当する電流指令値を示す符号付きの値であって、その正負は、操舵補助の方向、すなわち右方向操舵を補助する方向のトルクをモータ 6 に発生させるべきか、左方向操舵を補助する方向のトルクをモータ 6 に発生させるべきかを示している。

【0030】指令電流方向指定部 116 は、上記目標電流値 I_t の正負を示す信号すなわち操舵補助の方向を示す信号（以下「方向信号」という） S_{dir} を生成し、この方向信号 S_{dir} は収斂性補正部 118 に入力される。また、ロータ角速度演算部 142 は、ロータ角度に相当する電気角 θ_{re} を示す信号に基づきロータ角速度 ω_{re} を算出し、このロータ角速度 ω_{re} を示す信号も収斂性補正部 118 に入力される。収斂性補正部 118 は、これらの信号と車速信号 V_s とに基づき、車両収斂性を確保するための補償電流値 i_c を算出する。加算器 120 は、この補償電流値 i_c を上記の目標電流値 I_t に加算し、その結果得られる加算値を q 軸電流指令値 i^*_q として出力する。この q 軸電流指令値 i^*_q は、モータ 6 が発生すべきトルクに対応する電流値であり、減算器 124 に入力される。一方、d 軸電流指令値 i^*_d は、トルクに関与しないので $i^*_d = 0$ として、減算器 122 に入力される。

【0031】u 相電流検出器 156 と v 相電流検出器 154 は、モータ駆動回路 152 からモータ 6 に供給される電流のうち u 相電流と v 相電流をそれぞれ検出し、u 相電流検出値 i_u と v 相電流検出値 i_v をそれぞれ出力する。正弦波 ROM テーブル 140 は、角度 θ の各種の値と $\sin \theta$ の各種の値とを互いに対応付けて格納してお

り、ロータ角度位置検出器 162 からの信号の示す電気角 θ_{re} に対応する正弦波値 $\sin \theta_{re}$ を出力する。3 相交流 / d-q 座標変換部 138 は、この正弦波値 $\sin \theta_{re}$ を用いて、上記の u 相電流検出値 i_u および v 相電流検出値 i_v を、d-q 座標上の値すなわち d 軸電流検出値 i_d および q 軸電流検出値 i_q に変換する。このようにして得られた d 軸電流検出値 i_d および q 軸電流検出値 i_q は、減算器 122 および減算器 124 にそれぞれ入力される。

10 【0032】減算器 122 は、d 軸電流指令値 $i^*_d = 0$ と上記の d 軸電流検出値 i_d との偏差である d 軸電流偏差 $e_d = i^*_d - i_d$ を算出し、d 軸電流 PI 制御部 126 は、この d 軸電流偏差 e_d に対する比例積分制御演算によって d 軸電圧指令値 v^*_d を求める。一方、減算器 124 は、加算器 120 から出力される q 軸電流指令値 i^*_q と上記の q 軸電流検出値 i_q との偏差である q 軸電流偏差 $e_q = i^*_q - i_q$ を算出し、q 軸電流 PI 制御部 128 は、この q 軸電流偏差 e_q に対する比例積分制御演算によって q 軸電圧指令値 v^*_q を求める。

20 【0033】第 1 制限処理部 130 は、モータ 6 に印加すべき相電圧に対する振幅制限手段であるが、各相の電圧指令値が常に正弦波となるように各相電圧指令値の振幅 v^*_ϕ を $v^*_\phi \leq E_d / 2$ （式（7））に制限していた従来とは異なり、上記の d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q に対応する各相電圧指令値（式（6a）～（6c）参照）の振幅 v^*_ϕ が $v^*_\phi \leq E_d$ となるように、上記の d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q を制限する。

30 【0034】d-q / 3 相交流座標変換部 132 は、第 1 制限処理部 130 による上記制限（リミッタ処理）の施された後の d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q を 3 相交流座標上の値である u 相電圧指令値 v^*_u および v 相電圧指令値 v^*_v に変換する。そして、符号反転加算器 134 は、それらの相電圧指令値 v^*_u および v^*_v から w 相電圧指令値 v^*_w を算出する。

40 【0035】第 2 制限処理部 136 は、このようにして得られた各相電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w に対するリミッタ手段であって、各相電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w の振幅が中性点を 0 としたとき $E_d / 2$ を超えないように各相電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w を制限する（ E_d は電源電圧）。

【0036】3 相 PWM 変調部 150 は、第 2 制限処理部 136 による上記制限（リミッタ処理）の施された後の各相電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w にそれぞれ応じたデューティ比の PWM 信号 S_u 、 S_v 、 S_w を生成する。

【0037】モータ駆動回路 152 は、例えば電力用 MOS トランジスタ等のスイッチング素子を用いて構成される PWM 電圧形インバータであって、各スイッチング素子を上記 PWM 信号 S_u 、 S_v 、 S_w によってオン／オフさせることにより、ブラシレスモータ 6 に印加すべ

き各相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w を生成する。これらの各相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w は、ECU5 から出力されてモータ6 に印加される。この電圧印加に応じてモータ6 の各相 u 、 v 、 w のコイル（不図示）に電流が流れ、モータ6 はその電流に応じて操舵補助のためのトルク T_m を発生させる。

【0038】モータ6 に流れる電流のうち u 相電流 i_u と v 相電流 i_v は、既述のように u 相電流検出器156 と v 相電流検出器154 によってそれぞれ検出され、3 相交流／ $d-q$ 座標変換部138 によって $d-q$ 座標上の電流値 i_d 、 i_q に変換される。これら $d-q$ 座標上の電流値 i_d 、 i_q のうち d 軸電流検出値 i_d は減算器122 に、 q 軸電流検出値 i_q は減算器124 に、それぞれ入力される。これにより、所望の操舵補助力をモータ6 によって発生させるべく、 d 軸電流検出値 i_d が d 軸電流指令値 i^*_d に、 q 軸電流検出値 i_q が q 軸電流指令値 i^*_q にそれぞれ等しくなるように、フィードバック制御が行われる（この制御は「電流制御」と呼ばれる）。

【0039】＜1.3 電流制御動作＞上記のように本実施形態では、操舵トルクや車速に応じて適切な操舵補助が行われるようにモータ電流の目標値（ d 軸電流指令値 i^*_d および q 軸電流指令値 i^*_q ）が設定され、この目標値の電流がモータ6 に流れるようにフィードバック制御が行われる。図3 は、このような電流制御のためのマイコン10 による演算（以下「電流制御演算」という）の手順を示すフローチャートである。マイコン10 がこの電流制御演算を実行することにより、図2 において点線で囲まれた部分に相当する電流制御部20 のうちモータ駆動部以外の部分（以下「電流制御演算部」という）が実現される。以下、図2 および図3 を参照しつつ、本実施形態における電流制御演算部の動作（電流制御動作）について説明する。

【0040】本実施形態では、イグニションスイッチ9 がオンされると、ECU5 が起動され、ECU5 内のマイコン10 は、図3 に示した電流制御演算を繰り返し実行する。この電流制御演算においてマイコン10 は以下のように動作する。

【0041】まずマイコン10 は、磁極位置を示す電気角 θ_{re} をロータ角度位置検出器162 から受け取り（ステップS12）、 u 相電流検出器156 から u 相電流検出値 i_u を、 v 相電流検出器154 から v 相電流検出値 i_v をそれぞれ受け取る（ステップS14）。次に、マイコン10 内のメモリに格納された正弦波ROMテーブル140 を参照して正弦波値 $\sin\theta_{re}$ を得て、この正弦波値 $\sin\theta_{re}$ と u 相電流検出値 i_u および v 相電流検出値 i_v とを用いて、式（3a）（3b）すなわち次式により、 d 軸電流検出値 i_d および q 軸電流検出値 i_q を算出する（ステップS16）。

$$i_d = \sqrt{2} \{ i_v \sin\theta_{re} - i_u \sin(\theta_{re} - 2\pi/3) \}$$

$$i_q = \sqrt{2} \{ i_v \cos\theta_{re} - i_u \cos(\theta_{re} - 2\pi/3) \}$$

このステップS16 により3 相交流／ $d-q$ 座標変換部138 が実現される。

【0042】次にマイコン10 は、上記 d 軸電流検出値 i_d と予め設定された d 軸電流指令値 i^*_d との偏差である d 軸電流偏差 $e_d = i^*_d - i_d$ を算出して、この d 軸電流偏差 e_d に対する比例積分制御演算によって d 軸電圧指令値 v^*_d を求めると共に、上記 q 軸電流検出値 i_q と加算器120 によって得られる q 軸電流指令値 i^*_q との偏差である q 軸電流偏差 $e_q = i^*_q - i_q$ を算出して、この q 軸電流偏差 e_q に対する比例積分制御演算によって q 軸電圧指令値 v^*_q を求める。すなわち、次式により d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q を算出する（ステップS18、S20）。

$$v^*_d = K_p \{ e_d + (1/T_i) \int e_d dt \}$$

$$v^*_q = K_p \{ e_q + (1/T_i) \int e_q dt \}$$

ここで、 K_p は比例ゲインであり、 T_i は積分時間である。上記ステップS18 により減算器122 および124 が実現され、ステップS20 により d 軸電流PI 制御部126 および q 軸電流PI 制御部128 が実現される。

【0043】次にマイコン10 は、上記の d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q に対応する各相電圧指令値（式（6a）～（6c）参照）の振幅 v^*_o が $v^*_o \leq E_d \quad \dots (10)$

となるように、 d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q を制限する。具体的には、式（6d）に示すように

$$v^*_o = \sqrt{(2/3)} \sqrt{\{ v^*_d{}^2 + (-v^*_q)^2 \}}$$

であるので、この式に基づき上記式（10）を満たすように d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q を制限する（ステップS22）。このステップS22 の処理であるリミッタ処理により第1 制限処理部130 が実現される。

【0044】次にマイコン10 は、正弦波ROMテーブル140 を参照して得られる正弦波値 $\sin\theta_{re}$ と上記リミッタ処理後の d 軸電圧指令値 v^*_d および q 軸電圧指令値 v^*_q とを用いて、各相の電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w を次式により算出する（ステップS24）。

$$v^*_u = \sqrt{(2/3)} \{ v^*_d \cos\theta_{re} - v^*_q \sin\theta_{re} \}$$

$$v^*_v = \sqrt{(2/3)} \{ v^*_d \cos(\theta_{re} - 2\pi/3) - v^*_q \sin(\theta_{re} - 2\pi/3) \}$$

$$v^*_w = -v^*_u - v^*_v$$

このステップS24 により、 $d-q/3$ 相交流座標変換部132 と符号反転加算器134 とが実現される。

【0045】次にマイコン10 は、このようにして得られた各相電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w に対してリミッタ処理を施す（ステップS26）。すなわち、各相電圧指令値 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w を、中性点を0 としたとき次式のように制限する。

$$-E_d/2 \leq v^*_u \leq E_d/2 \quad \dots (11a)$$

$$-E_d/2 \leq v^*v \leq E_d/2 \quad \dots (11b)$$

$$-E_d/2 \leq v^*w \leq E_d/2 \quad \dots (11c)$$

ここで、 E_d は電源電圧である。このステップS26により、第2制限処理部136が実現される。上記式(11a)～(11c)によるリミッタ処理後の各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w はマイコン10から出力され(ステップS28)、1回分の電流制御演算が終了する。

【0046】既述のように上記の電流制御演算は繰り返し実行され、モータ6には、3相PWM変調部150やモータ駆動回路152等からなるモータ駆動部により、マイコン10から出力される各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に応じた各相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w が印加される。

【0047】<1.4 作用および効果>上記第1の実施形態によれば、モータ6が高回転で高負荷の状態であるときには、各相電圧指令値は台形波状となる。すなわち、モータ6の回転数や負荷が或る程度以上となると、第2制限処理部136でのリミッタ処理前の各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w は、第1制限処理部130での振幅制限(式(10))により、図4(a)に示すような振幅 $v^*a = E_d$ の正弦波状となり、第2制限処理部136でのリミッタ処理(式(11a)～(11c))の後の各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w は、図4(b)に示すような台形波状となる。これにより、従来(図9)に比べてモータ出力が増大するので、大きな操舵補助力が得られる。また、この場合、相間電圧(線間電圧) $v^*uv = v^*u - v^*v$ 、 $v^*vw = v^*v - v^*w$ 、 $v^*wu = v^*w - v^*u$ も、図4(c)に示すような台形波状となる。すなわち、線間電圧の振幅の最大値は E_d となり、従来に比べて電圧利用率が向上し、モータ6の駆動において電源電圧を最大限まで利用することができる。ところで、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w が上記のように台形波状となった場合において、もし異なる相の電圧指令値が同一の値になる期間が存在すれば、モータ6に流れる電流による磁界が回転しない期間が生じることになる。しかし本実施形態では、第1制限処理部130により、 $v^*a \leq E_d$ (式(10))となるように振幅 v^*a が制限されていることから、図4(b)に示すように、異なる相の電圧指令値が同一となる期間は生じない。

【0048】なお、上記第1の実施形態では3相ブラシレスモータ6の使用を前提としているが、3相以外の相数のブラシレスモータを使用した場合においても、上記*

$$v^*u = -v^*a \{\sin(\theta_{re} + \phi) + (1/6)\sin 3(\theta_{re} + \phi)\} \quad \dots (12a)$$

$$v^*v = -v^*a \{\sin(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) + (1/6)\sin 3(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi)\} \quad \dots (12b)$$

$$v^*w = -v^*a \{\sin(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) + (1/6)\sin 3(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi)\} \quad \dots (12c)$$

$$v^*a = \sqrt{(2/3)} \sqrt{(v^*d)^2 + (-v^*q)^2} \quad \dots (12d)$$

ここで、 $v^*q \neq 0$ のとき $\phi = \tan^{-1} \{v^*d / (-v^*q)\}$ であり、 $v^*q = 0$ のとき $\phi = -\pi/2$ である。また、 $\sin 3$

*と同様の構成により同様の効果が得られる。

【0049】<2. 第2の実施形態>上記第1の実施形態では、ブラシレスモータ6の駆動において電源電圧を最大限まで利用することができ、大きな操舵補助力を得ることができる。しかし、モータ6の高回転・高負荷時においてモータ6に印加される相間電圧(線間電圧)は台形波状となるため(図4(c))、モータ電流には高調波成分が含まれ、これは、トルクリップルや振動の発生や増加の原因となる。そこで以下では、トルクリップルや振動の発生を抑えつつブラシレスモータ6の駆動における電圧利用率を向上させた電動パワーステアリング装置を、本発明の第2の実施形態として説明する。

【0050】本実施形態に係る電動パワーステアリング装置の全体構成は、上記第1の実施形態と同様であって図1に示す通りである。以下では、本実施形態における制御装置であるECU5の構成および動作を中心に説明する。

【0051】図5は、本実施形態におけるECU5の構成を示すブロック図である。このECU5の構成のうち第1の実施形態と同一の部分には同一の符号を付して詳しい説明を省略する。本実施形態においても、ECU5は、位相補償器112とマイコン10とモータ駆動部とからなるが、電流制御のための構成が第1の実施形態と相違する。すなわち本実施形態では、マイコン10が所定のプログラムを実行することにより実現されるモータ制御部が、第1の実施形態と同様の構成要素に加えて、第3次高調波成分演算部202と加算器221、222とを更に備えると共に、符号反転加算器134に代えて加減算器224を備えている。また、第1制限処理部230によるリミッタ処理の内容も第1の実施形態における第1制限処理部130と相違する。

【0052】<2.1 電流制御演算部の構成>以下、本実施形態においてマイコン10によって実現されるモータ制御部のうち電流制御部30を構成する部分である電流制御演算部につき、第1の実施形態との相違点を中心に説明する。

【0053】本実施形態では、モータ6に印加すべき相間電圧(線間電圧)の振幅を電源電圧 E_d まで確保すべく、式(6a)～(6c)に示す各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w の基本正弦波にその第3次高調波を重畳する。すなわち、次式で示される各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w を使用する。

$$v^*u = -v^*a \{\sin(\theta_{re} + \phi) + (1/6)\sin 3(\theta_{re} + \phi)\} \quad \dots (12a)$$

$$v^*v = -v^*a \{\sin(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) + (1/6)\sin 3(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi)\} \quad \dots (12b)$$

$$v^*w = -v^*a \{\sin(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) + (1/6)\sin 3(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi)\} \quad \dots (12c)$$

$$v^*a = \sqrt{(2/3)} \sqrt{(v^*d)^2 + (-v^*q)^2} \quad \dots (12d)$$

($\theta_{re} + \phi$)= $\sin 3(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi)$ = $\sin 3(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi)$ であるので、線間電圧(相間電圧)には、第3次

高調波は現れない。

【0054】上記式(12a)～(12c)で示される各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w が歪まないようにするには、

$$v^* \{ \sin \theta_{re} + (1/6) \sin 3 \theta_{re} \} \leq E_d / 2$$

とすればよい。ところで、ロータ角度位置すなわち電角 θ_{re} を変化させたときの $\sin \theta_{re} + (1/6) \sin 3 \theta_{re}$ の最大値は $\sqrt{3}/2$ である。したがって、 $(\sqrt{3}/2) v^* \leq E_d / 2$ 、すなわち

$$v^* \leq E_d / \sqrt{3} \quad \dots (13)$$

であればよい。上記式(13)を式(7)と比較すればわかるように、これは、相電圧指令値における基本正弦波の振幅の制限値が従来の $2/\sqrt{3}$ 倍になることを意味する。なお、上記式(12a)～(12c)において、基本正弦波に重畳すべき第3次高調波の振幅が基本正弦波の振幅の $1/6$ となっているのは、このときに基本正弦波と第3次高調波との合成波のピーク値が最も小さくなるからである。

【0055】本実施形態における電流制御演算部は、上記原理に基づき第1の実施形態とは下記のように相違する構成を有している。

【0056】本実施形態における振幅制限手段としての第1制限処理部230は、上記式(13)すなわち $v^* \leq E_d / \sqrt{3}$ を満たすようにd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q を制限する。この点で本実施形態は、式(10)すなわち $v^* \leq E_d$ を満たすようにd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q を制限する第1の実施形態とは相違する。

【0057】また、本実施形態における第3次高調波成分演算部202は、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w における基本波成分に重畳すべき第3次高調波成分 v^*3 を、第1制限処理部230による振幅制限(式(13))の処理後のd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q から算出する。そして加算器221は、 $d-q/3$ 相交流座標変換部132によって得られるu相電圧指令値(基本波成分)に当該第3次高調波成分 v^*3 を加算し、加算器222は、 $d-q/3$ 相交流座標変換部132によって得られるv相電圧指令値(基本波成分)に当該第3次高調波成分 v^*3 を加算する。また、加減算器224は、 $d-q/3$ 相交流座標変換部132によって得られるu相電圧指令値とv相電圧指令値とを符号反転させて加算し、その加算値に当該第3次高調波成分 v^*3 を加算する。このようにして、式(12a)～(12c)に示すように基本波成分に第3次高調波成分の重畳された各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w が得られる。なお、第3次高調波成分は上記のように第3次高調波成分演算部202によって算出されるが、基本波成分を算出する手段は、減算器122、124とd軸電流PI制御部126とq軸電流PI制御部128と $d-q/3$ 相交流座標変換部132と加減算器224の一部とによって

実現されている。

【0058】第2制限処理部136は、このようにして得られた各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w の絶対値が $E_d/2$ を超えないように各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に対してリミッタ処理を施す(E_d は電源電圧)。ただし、本実施形態では第1制限処理部230により式(13)を満たすように各相電圧指令値の基本正弦波の振幅が制限されることから、電流制御演算部が正常に動作している限り、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w の絶対値が $E_d/2$ を超えることはない。

【0059】第2制限処理部136による上記リミッタ処理後の各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w は、電流制御演算部(マイコン10)から出力される。3相PWM変調部150やモータ駆動回路152等からなるモータ駆動部は、これら各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に応じた各相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w をモータ6に印加し、これによりモータ6が駆動される。

【0060】<2.2 電流制御動作>図6は、本実施形態におけるマイコン10による電流制御演算の手順を示すフローチャートである。マイコン10がこの電流制御演算を実行することにより、図5において点線で囲まれた部分に相当する電流制御部30のうちモータ駆動部以外の部分すなわち電流制御演算部が実現される。以下、図5および図6を参照しつつ、本実施形態における電流制御演算部の動作(電流制御動作)について説明する。

【0061】本実施形態においても、ECU5が起動されると、ECU5内のマイコン10は、図6に示した電流制御演算を繰り返し実行する。この電流制御演算においてマイコン10は以下のように動作する。

【0062】図6に示した電流制御演算のルーチンが呼び出されると、マイコン10は、第1の実施形態と同様のステップS12～S20を実行する。これにより、3相交流/ $d-q$ 座標変換部138と、減算器122および124と、d軸電流PI制御部126と、q軸電流PI制御部128とが実現される。これらの構成要素は第1の実施形態の対応する構成要素と同様の機能を有し、これらにより、次式で示されるd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q が得られる。

$$v^*d = K_p \{ e_d + (1/T_i) \int e_d dt \}$$

$$v^*q = K_p \{ e_q + (1/T_i) \int e_q dt \}$$

$$e_d = i^*d - i_d, e_q = i^*q - i_q$$

ここで、 K_p は比例ゲイン、 T_i は積分時間であり、 i^*d はd軸電流指令値、 i_d はd軸電流検出値であり、 i^*q はq軸電流指令値、 i_q はq軸電流検出値である。

【0063】その後、マイコン10は、上記のd軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指令値 v^*q に対応する各相電圧指令値の振幅 v^* が式(13)すなわち

$$v^* \leq E_d / \sqrt{3}$$

を満たすように、d軸電圧指令値 v^*d およびq軸電圧指

令値 v^*q を制限する。具体的には、式 (6 d) に示すように

$$v^*u = \sqrt{(2/3)} \sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}}$$

であるので、この式に基づき式 (13) を満たすように d 軸電圧指令値 v^*d および q 軸電圧指令値 v^*q を制限する (ステップ S32)。このステップ S32 のリミッタ処理により第 1 制限処理部 230 が実現される。

【0064】次にマイコン 10 は、第 1 の実施形態と同様にして、上記リミッタ処理後の d 軸電圧指令値 v^*d および q 軸電圧指令値 v^*q を 3 相交流座標上の値すなわち 10 各相電圧指令値に変換する (ステップ S24)。すなわち

$$v^*3 = (-1/6) \sqrt{(2/3)} \sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}} \sin 3(\theta_{re} + \phi) \quad \cdots (16)$$

ここで、 $v^*q \neq 0$ のとき $\phi = \tan^{-1} \{v^*d / (-v^*q)\}$ であり、 $v^*q = 0$ のとき $\phi = -\pi/2$ である。

【0066】そしてマイコン 10 は、上記の第 3 次高調波成分 v^*3 を上記の各基本波相電圧指令値 v^*uf 、 v^*vf 、 v^*wf に加算することにより、すなわち

$$v^*u = v^*uf + v^*3$$

$$v^*v = v^*vf + v^*3$$

$$v^*w = v^*wf + v^*3$$

により、式 (12a) ~ (12c) で示される各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w を得る (ステップ S36)。 ※

$$v^*3 = (-1/6) \sqrt{(2/3)} \sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}} \sin 3(\theta_{re} + \phi)$$

$$= (-1/6) \sqrt{(2/3)} \sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}}$$

$$\times [\sin(3\theta_{re} + \phi) \cos 2\phi + \cos(3\theta_{re} + \phi) \sin 2\phi] \quad \cdots (17)$$

ここで、 $\phi = \tan^{-1} \{v^*d / (-v^*q)\}$ より、

$$\sin \phi = v^*d / \sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}} \quad \cdots (18a) \quad \star$$

$$\star \cos \phi = -v^*q / \sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}} \quad \cdots (18b)$$

であるので、

$$\sin 2\phi = 2 \sin \phi \cos \phi = -2 v^*d v^*q / (v^{*d^2} + v^{*q^2}) \quad \cdots (19a)$$

$$\cos 2\phi = 1 - 2 \sin^2 \phi = (-v^{*d^2} + v^{*q^2}) / (v^{*d^2} + v^{*q^2}) \quad \cdots (19b)$$

となる。また、

$$-\sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}} \sin(3\theta_{re} + \phi) = -v^*q \sin 3\theta_{re} + v^*d \cos 3\theta_{re} \quad \cdots (20a)$$

$$-\sqrt{\{v^{*d^2} + (-v^*q)^2\}} \cos(3\theta_{re} + \phi) = -v^*q \cos 3\theta_{re} - v^*d \sin 3\theta_{re} \quad \cdots (20b)$$

である。したがって、式 (19a) (19b) (20

☆式が得られる。

a) (20b) を式 (17) に代入することにより、次☆

$$v^*3 = (-1/6) \sqrt{(2/3)} [\{-v^*q + 4 v^*d^2 v^*q / (v^{*d^2} + v^{*q^2})\} \sin 3\theta_{re} + \{-v^*d + 4 v^*d v^*q^2 / (v^{*d^2} + v^{*q^2})\} \cos 3\theta_{re}] \quad \cdots (21)$$

上式より、第 3 次高調波成分 v^*3 を例えば四則演算と正弦波 ROM テーブルの参照とによって求めることができる。したがって、上記の第 3 次高調波成分 v^*3 の算出によるマイコン 10 の演算負荷を小さくすることができる。本実施形態においてステップ S34 によって実現される第 3 次高調波成分演算部 202 は、上記式 (21) を用いて第 3 次高調波成分 v^*3 を算出する。なお、 $v^*d = v^*q = 0$ のときは $v^*3 = 0$ である。

【0069】上記のようにして第 3 次高調波成分 v^*3 が算出され、その第 3 次高調波成分 v^*3 の重畳された各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w が得られると、マイコン 10 は、その各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に対して第

*ち、次式により、基本波成分のみからなる相電圧指令値 (以下「基本波相電圧指令値」という) v^*uf 、 v^*vf 、 v^*wf を算出する。

$$v^*uf = \sqrt{(2/3)} \{v^*d \cos \theta_{re} - v^*q \sin \theta_{re}\}$$

$$v^*vf = \sqrt{(2/3)} \{v^*d \cos(\theta_{re} - 2\pi/3) - v^*q \sin(\theta_{re} - 2\pi/3)\}$$

$$v^*wf = -v^*uf - v^*vf$$

【0065】次に、マイコン 10 は、上記リミッタ処理後の d 軸電圧指令値 v^*d および q 軸電圧指令値 v^*q から、次式により第 3 次高調波成分 v^*3 を算出する (ステップ S34)。

※【0067】このような上記ステップ S24、S34、S36 により、d-q/3 相交流座標変換部 132、第 3 次高調波成分演算部 202、加算器 221、222、および加減算器 224 が実現される。

【0068】しかし、上記式 (16) に含まれる平方根や逆正接関数の演算は大きな演算能力を必要とするため、上記式 (16) をそのまま用いて第 3 次高調波成分 v^*3 を算出するのは困難である。そこで本実施形態では、式 (16) を三角関数の公式を用いて以下のように変形する。

20

1 の実施形態と同様のリミッタ処理を施す (ステップ S26)。すなわち、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w を次式のように制限する。

$$-E_d/2 \leq v^*u \leq E_d/2$$

$$-E_d/2 \leq v^*v \leq E_d/2$$

$$-E_d/2 \leq v^*w \leq E_d/2$$

ここで、 E_d は電源電圧である。このステップ S26 により、第 2 制限処理部 136 が実現される。この第 2 制限処理部 136 によるリミッタ処理後の各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w はマイコン 10 から出力され (ステップ S28)、1 回分の電流制御演算が終了する。

【0070】既述のように上記の電流制御演算は繰り返

し実行され、モータ 6 には、3 相 PWM 変調部 150 やモータ駆動回路 152 等からなるモータ駆動部により、マイコン 10 から出力される各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w に応じた各相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w が印加される。

【0071】<2.3 作用および効果>上記第 2 の実施形態によれば、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w にお

$$\begin{aligned} v^*u &= -(E_d/\sqrt{3}) \{ \sin(\theta_{re} + \phi) + (1/6) \sin 3(\theta_{re} + \phi) \} \\ v^*v &= -(E_d/\sqrt{3}) \{ \sin(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) + (1/6) \sin 3(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) \} \\ &= -(E_d/\sqrt{3}) \{ \sin(\theta_{re} - 2\pi/3 + \phi) + (1/6) \sin 3(\theta_{re} + \phi) \} \\ v^*w &= -(E_d/\sqrt{3}) \{ \sin(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) + (1/6) \sin 3(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) \} \\ &= -(E_d/\sqrt{3}) \{ \sin(\theta_{re} - 4\pi/3 + \phi) + (1/6) \sin 3(\theta_{re} + \phi) \} \end{aligned}$$

となるので、各相 u 、 v 、 w の相間電圧（線間電圧） v^*_{uv} 、 v^*_{vw} 、 v^*_{wu} は、

$$\begin{aligned} v^*_{uv} &= v^*u - v^*v = -E_d \sin(\theta_{re} + \pi/6 + \phi) \quad \cdots (15a) \\ v^*_{vw} &= v^*v - v^*w = -E_d \sin(\theta_{re} - \pi/2 + \phi) \quad \cdots (15b) \\ v^*_{wu} &= v^*w - v^*u = -E_d \sin(\theta_{re} + 5\pi/6 + \phi) \quad \cdots (15c) \end{aligned}$$

となり、各相間電圧 v^*_{uv} 、 v^*_{vw} 、 v^*_{wu} の振幅は電源電圧 E_d に等しくなる。したがって、本実施形態によれば、電源電圧を最大限まで利用することができる。ただし、本実施形態におけるモータ出力は、従来よりも大きい、第 1 の実施形態よりも低く小さくなる（図 4 参照）。

【0072】また、本実施形態によれば、相間電圧（線間電圧） v^*_{uv} 、 v^*_{vw} 、 v^*_{wu} は基本波成分のみからなり高調波成分を含まない（式（15a）～（15c））。これにより、モータ電流に含まれる高調波成分が抑制されるので、トルクリップルや振動を増加させることなく、モータ出力を従来よりも大きくすることができる。

【0073】<2.4 変形例>既述のように、各相電圧指令値において重畳すべき第 3 次高調波成分の振幅が基本波成分の振幅の $1/6$ となったときに相電圧指令値における基本正弦波の振幅の制限値が最も大きくなる（振幅に対する制限が最も緩くなる）が、重畳すべき第 3 次高調波の振幅は必ずしも基本正弦波の振幅の $1/6$ である必要はない。例えば重畳すべき第 3 次高調波の振幅が基本正弦波の振幅の $1/3$ または $1/4$ であっても、ブラシレスモータの駆動において従来よりも電源電圧の利用率が向上する。

【0074】また、上記第 2 の実施形態では、各相電圧指令値の基本波成分に第 3 次高調波成分が重畳されるが、3 の倍数かつ奇数の次数の高調波成分であれば他の高調波成分を基本波成分に重畳してもよい。ただし、装置の実現性と得られる効果とを勘案すれば、第 3 次高調波成分のみの重畳が現実的である。

【0075】さらに、上記第 2 の実施形態では 3 相ブラシレスモータが使用されているが、一般に n 相ブラシレスモータが使用された場合には、基本正弦波に第 n 次高調波を重畳する構成とすることにより、同様の効果を得ることができる。

*ける基本正弦波の振幅 v^*_o に対する制限は $v^*_o \leq E_d/\sqrt{3}$ であって（式（13））、従来（式（7））に比べて制限値が $2/\sqrt{3}$ 倍となる。そして、モータ 6 が高回転で高負荷の状態であって上記基本正弦波の振幅 v^*_o が最大となると、各相電圧指令値 v^*u 、 v^*v 、 v^*w は、式（12a）～（12c）（13）より

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係る電動パワーステアリング装置の構成をそれに関連する車両構成と共に示す概略図である。

【図 2】第 1 の実施形態に係る電動パワーステアリング装置における制御装置である ECU の構成を示すブロック図である。

【図 3】第 1 の実施形態においてマイコンにより実行される電流制御演算を示すフローチャートである。

【図 4】第 1 の実施形態におけるブラシレスモータの制御のための相電圧指令値およびその相電圧指令値に対応する相間電圧を示す電圧波形図である。

【図 5】本発明の第 2 の実施形態に係る電動パワーステアリング装置における ECU（制御装置）の構成を示すブロック図である。

【図 6】第 2 の実施形態においてマイコンにより実行される電流制御演算を示すフローチャートである。

【図 7】第 2 の実施形態におけるブラシレスモータの制御のための相電圧指令値およびその相電圧指令値に対応する相間電圧を示す電圧波形図である。

【図 8】3 相ブラシレスモータにおける 3 相交流座標と $d-q$ 座標とを説明するための模式図である。

【図 9】従来のブラシレスモータの制御のための相電圧指令値およびその相電圧指令値に対応する相間電圧を示す電圧波形図である。

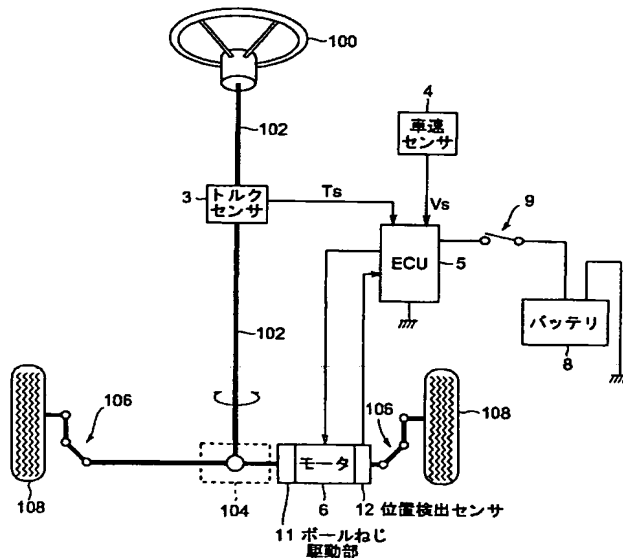
【符号の説明】

- 3 … トルクセンサ
- 4 … 車速センサ
- 5 … 電子制御ユニット（ECU）
- 6 … ブラシレスモータ
- 8 … バッテリ
- 11 … ボールねじ駆動部
- 12 … 位置検出センサ
- 10 … マイクロコンピュータ（モータ制御部、制御

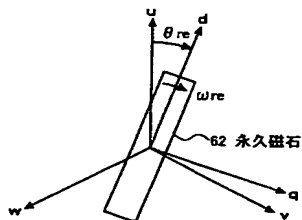
演算手段)

- 20、30 …電流制御部
 114 …目標電流演算部
 122、124 …減算器
 126 …d軸電流PI制御部
 128 …q軸電流PI制御部
 130、230 …第1制限処理部(振幅制限手段)
 132 …d-q/3相交流座標変換部
 136 …第2制限処理部(リミッタ手段)
 138 …3相交流/d-q座標変換部
 150 …3相PWM変調部
 152 …モータ駆動回路
 202 …第3次高調波成分演算部

【図1】



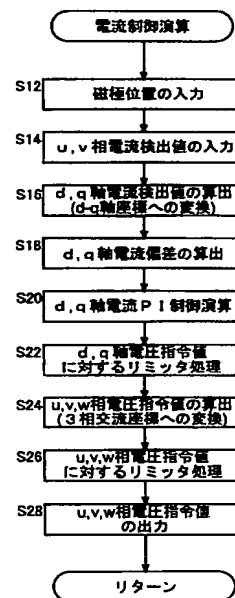
【図8】



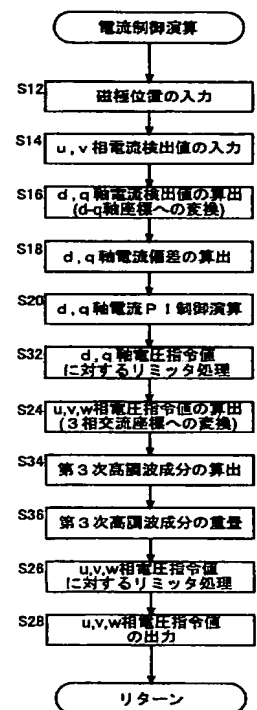
- T_s …操舵トルク信号
 i^*_d …d軸電流指令値
 i^*_q …q軸電流指令値
 i_d …d軸電流検出値
 i_q …q軸電流検出値
 e_d …d軸電流偏差
 e_q …q軸電流偏差
 v^*_d …d軸電圧指令値
 v^*_q …q軸電圧指令値
 v^*_u …u相電圧指令値
 v^*_v …v相電圧指令値
 v^*_w …w相電圧指令値
 θ_{re} …電気角(ロータ角度位置)

10

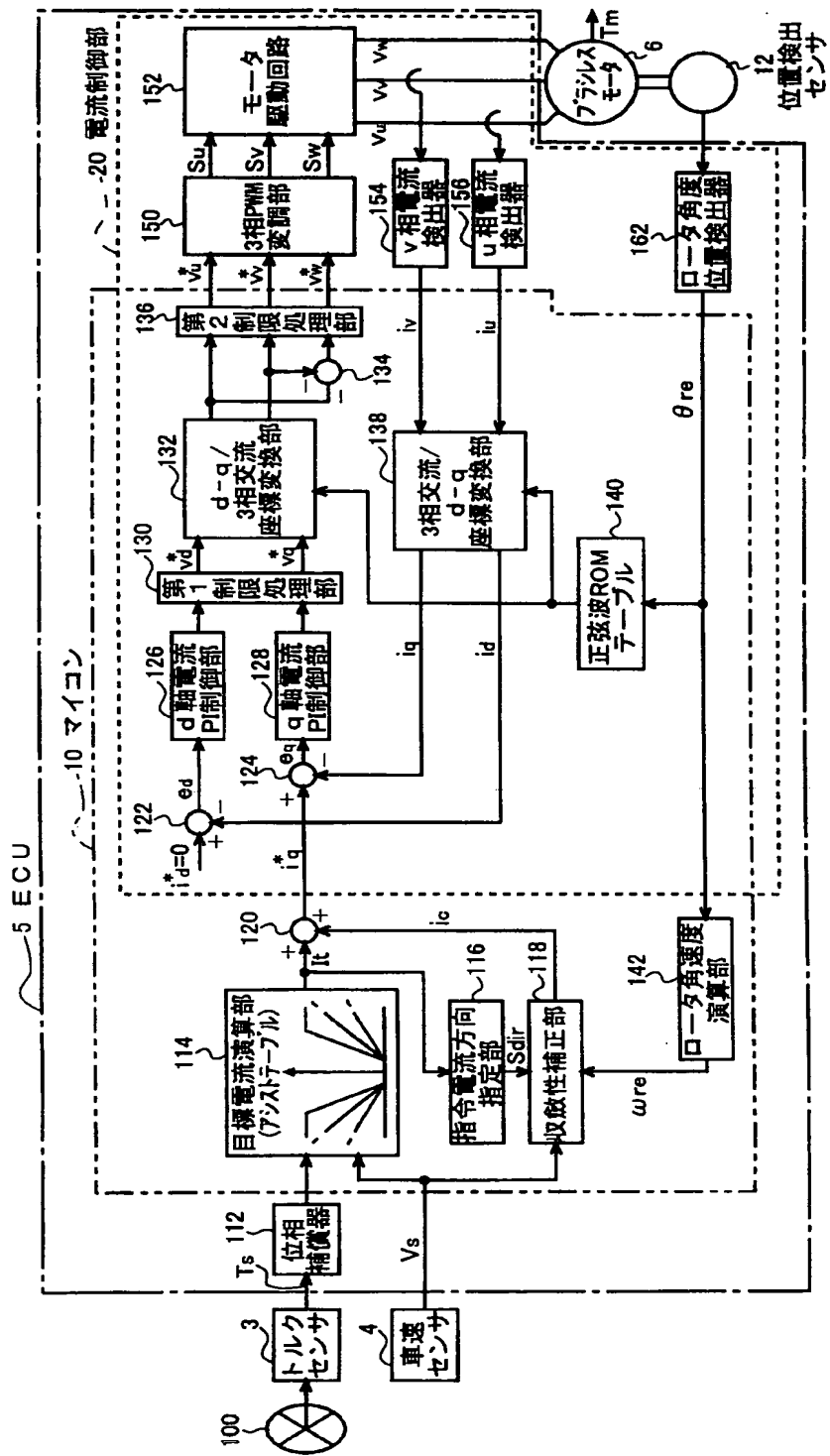
【図3】



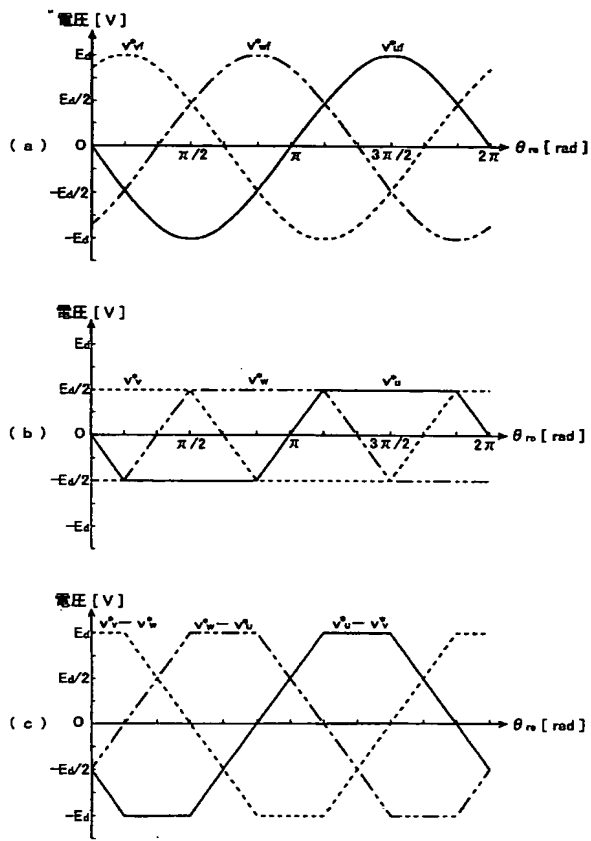
【図6】



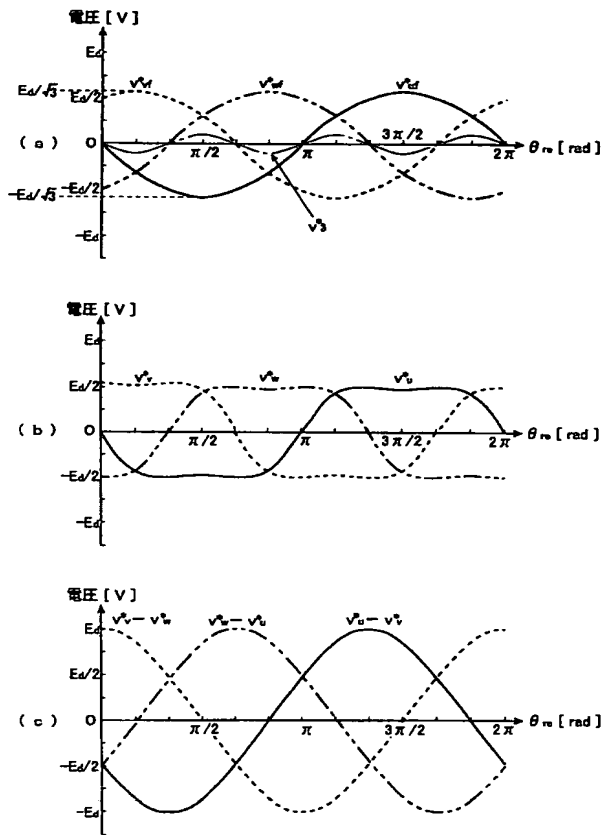
【図2】



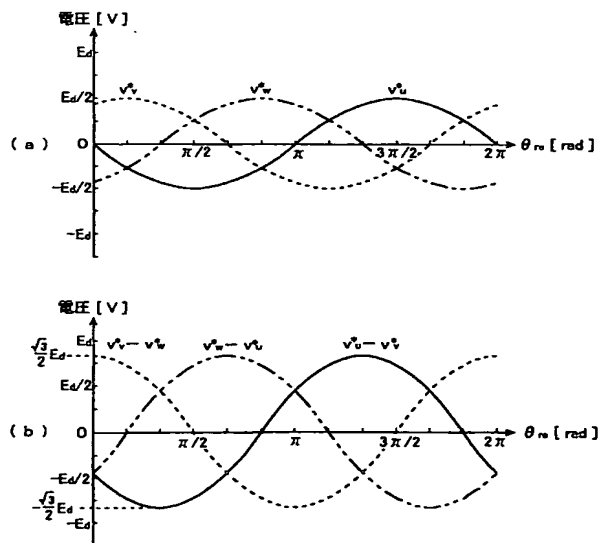
【図 4】



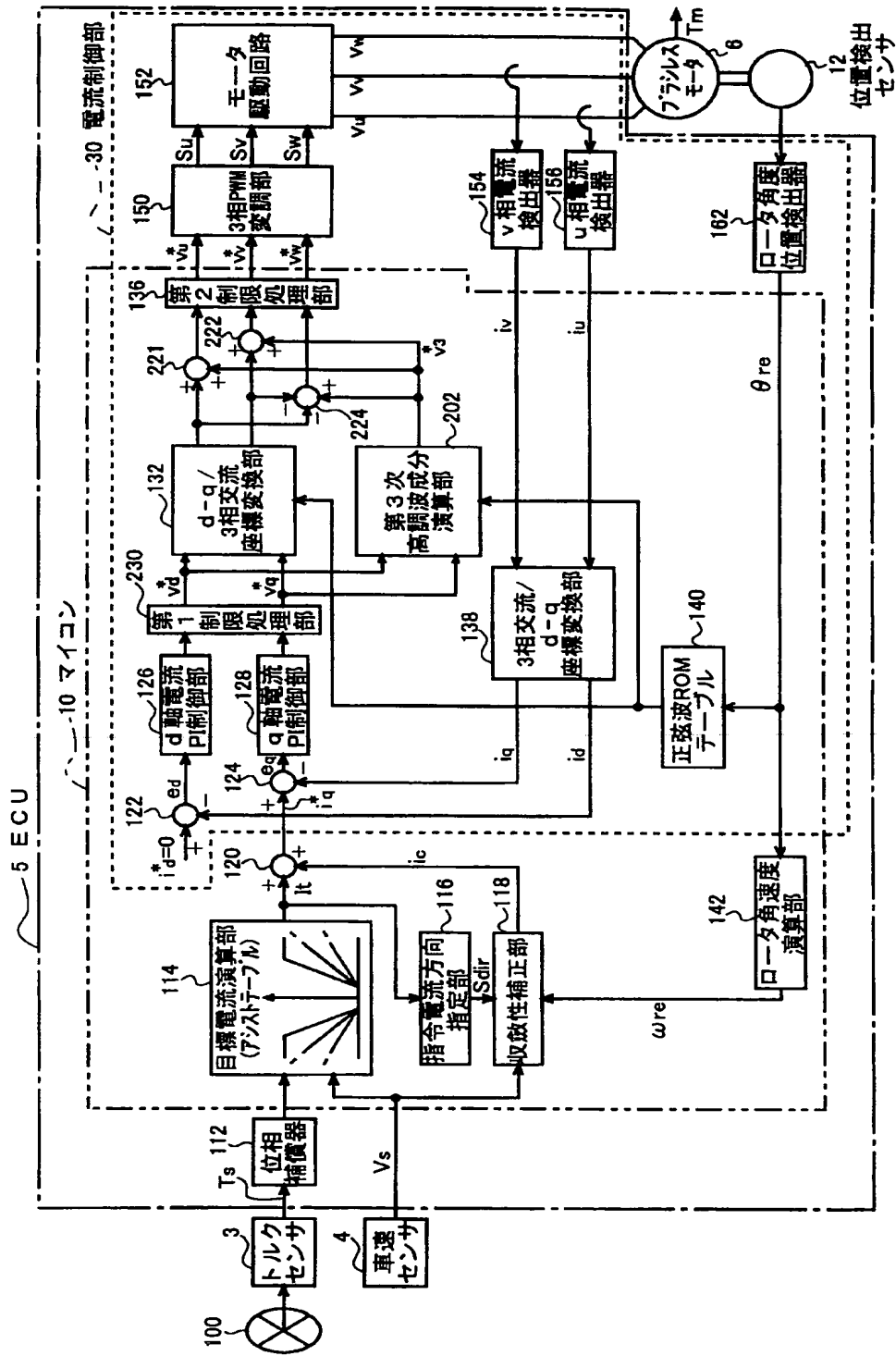
【図 7】



【図 9】



【図5】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷

B 6 2 D 137:00

識別記号

F I

H O 2 P 6/02

キーワード (参考)

3 5 1 A

Fターム (参考) 3D032 CC50 DA15 DA23 DA63 DA64
 DC01 DC02 DC17 DC29 DC34
 DD02 DD06 DD10 DD17 EA01
 EB11 EC23 GG01
 3D033 CA13 CA16 CA20 CA21
 5H560 AA08 BB04 BB12 DA02 DB20
 DC03 DC12 DC13 EB01 RR04
 SS02 TT15 XA02 XA04 XA11
 XA12 XA13

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.